

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-69730

(43) 公開日 平成9年(1997)3月11日

(51) Int. Cl.<sup>6</sup>

H03D 7/14

識別記号

庁内整理番号

F I

H03D 7/14

技術表示箇所

A

審査請求 有 請求項の数 2 O L (全 5 頁)

(21) 出願番号 特願平7-222387

(22) 出願日 平成7年(1995)8月30日

(71) 出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 田中 利幸

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

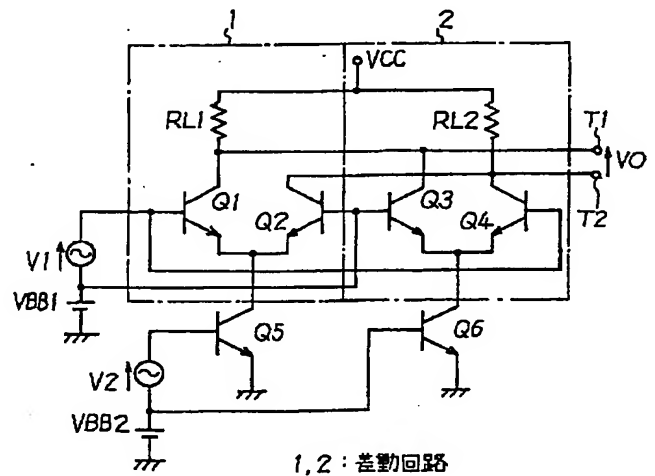
(74) 代理人 弁理士 京本 直樹 (外2名)

(54) 【発明の名称】 周波数ミキサ回路

(57) 【要約】

【課題】 LOと受信の2つの高周波信号をアンバランス入力で供給するとともに出力電圧に発生するオフセット電圧を抑圧する。

【解決手段】 各々のコレクタにトランジスタQ1, Q3の各々のエミッタを接続し各々のベースにバイアスVBB2を供給し各々のエミッタに接地を接続したトランジスタQ5, Q6を備える。高周波信号V1をトランジスタQ1のベースに高周波信号V2をトランジスタQ5のベースにそれぞれアンバランス信号で供給する。



1

## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 それぞれエミッタ同志を接続した第 1、第 2 のトランジスタおよび第 3、第 4 のトランジスタから成る第 1、第 2 の差動回路を備え、前記第 1、第 3 のトランジスタの各々のコレクタ同志および前記第 2、第 4 のトランジスタの各々のコレクタ同志をそれぞれ共通接続し、前記第 1、第 2 のトランジスタの各々のコレクタにそれぞれの一端を第 1 の電源に接続した第 1、第 2 の抵抗を有し、前記第 1、第 4 のトランジスタの各々のベース同志および第 2、第 3 のトランジスタの各々のベース同志をそれぞれ共通接続して第 1 のバイアス電圧を供給し、第 1、第 2 の高周波信号の供給にตอบสนองして前記第 1、第 2 のトランジスタの各々のコレクタ相互間にこれら第 1、第 2 の高周波信号のミキシング信号をバランス信号として出力する周波数ミキサ回路において、各々のコレクタに前記第 1、第 3 のトランジスタの各々のエミッタを接続し各々のベースに第 2 のバイアス電圧を供給し各々のエミッタに第 2 の電源を接続した第 5、第 6 のトランジスタを備え、前記第 1 の高周波信号を前記第 1 のトランジスタのベースに前記第 2 の高周波信号を前記第 5 のトランジスタのベースにそれぞれアンバランス信号で供給することを特徴とする周波数ミキサ回路。

【請求項 2】 前記第 1 の高周波信号は局部発振信号であり前記第 2 の高周波信号は受信信号であることを特徴とする請求項 1 記載の周波数ミキサ回路。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は周波数ミキサ回路に関し、特にページャ等の受信回路に用いられるダイレクトコンバージョン型の周波数ミキサ回路に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来、この種の周波数ミキサ回路は、例えばページャの受信回路など低電圧動作が要求される回路で用いられており、一般的なシングルバランス型の従来の第 1 の周波数ミキサ回路と、ダブルバランス型の従来の第 2 の周波数ミキサ回路とが知られている。

【0003】 従来の第 1 の周波数ミキサ回路を回路図で示す図 2 を参照すると、この従来の第 1 の周波数ミキサ回路は、各々のコレクタに一端が電源 VCC に接続された負荷用の抵抗 RL3、RL4 を接続し各々のベースにバイアス電圧 VBB3 を供給し各々のエミッタを共通接続したトランジスタ Q7、Q8 から成る差動回路 3 と、コレクタにトランジスタ Q7、Q8 の共通接続エミッタを接続しベースにバイアス電圧 VBB4 を供給しトランジスタ Q7、Q8 を駆動する電流源トランジスタ Q9 とを備える。

【0004】 次に、図 3 を参照して、従来の第 1 の周波数ミキサ回路の動作について説明すると、LO 信号である高周波信号 V1 は差動回路 3 のトランジスタ Q7 のベ

2

ースのみに供給し、受信信号である高周波信号 V2 はトランジスタ Q9 のベースに供給する。また、トランジスタ Q7 と Q8 のコレクタからそれぞれ端子 T1、T2 を経由して出力電圧 VO を出力する。すると、出力電圧 VO の周波数成分に高周波信号 V1、V2 の各々の周波数 f1、f2 の和、差の成分  $f1 + f2$ 、 $|f1 - f2|$  が得られるので、周波数ミキサ回路として動作する。

【0005】 しかし、LO 信号である高周波信号 V1 はトランジスタ Q7、Q8 のコレクタ電流を交互にスイッチングさせる大振幅の信号であり、差動対トランジスタ Q7 のベースのみにアンバランスで印加しているため、動作期間において差動対トランジスタの Q7 のみ飽和状態あるいはそれに近い状態となる期間が生じる。トランジスタが導通し飽和した状態では、ベース・エミッタ間に電荷が蓄積され、トランジスタを遮断させようとしても蓄積電荷の作用によって瞬時にトランジスタが遮断しない現象が起きることが知られている。これと同一効果により、トランジスタ Q7 の導通期間にベース・エミッタ間に蓄積される電荷の作用でトランジスタ Q7 の導通時間がトランジスタ Q8 より長くなり、トランジスタ Q7、Q8 のコレクタ電流の平均に差が生じ、これにより出力端子 T3 と T4 の間で平均電圧の差、すなわちオフセット電圧が生じる。

【0006】 例えばページャのような低電圧で動作するフロントエンド回路では、出力をバランス出力とした方が高い変換利得が得られ、かつ、NF も低くできる。しかし、この従来の第 1 の周波数ミキサ回路では、上記の理由により出力端子間にオフセット電圧が生じるため、バランス出力で次段回路を接続する場合には、例えば段間を容量結合とするなど何らかの対策が必要である。

【0007】 ここで、従来の第 1 の周波数ミキサ回路をダイレクトコンバージョン方式のページャ受信機に使用することを考えると、ダイレクトコンバージョン方式では変調波を直接 4.5 kHz のベースバンド信号に変換するため、次段回路との結合に容量結合の方式を採用した場合には大容量のコンデンサを必要とする。

【0008】 次に、それぞれページャの受信回路の要素技術について説明したアイ・イー・イー・イー・ジャーナル・オブ・ソリッド・ステート・サーキットズ、第 SC-26 巻、第 12 号、1991 年 12 月、第 1944-1950 頁 (IEEE Journal of Solid-State Circuits) (文献 1) および森泰啓監修、ページャ受信機設計技術、第 3 節、ダイレクトコンバージョン方式、第 95-116 頁、(株)トリケップス、1994 年 (文献 2) にそれぞれ記載のダブルバランス型の従来の第 2 の周波数ミキサ回路を回路図で示す図 3 を参照すると、この従来の第 2 の周波数ミキサ回路は、各々のエミッタを共通接続したトランジスタ Q1、Q2 およびトランジスタ Q3、Q4 から成る差動回路 1、2 と、各々のコレクタに差動回路 1、2 の

3

トランジスタQ1、Q2およびQ3、Q4のそれぞれの共通接続エミッタを接続しベースにバイアス電圧VBB5を供給しエミッタに他端を接地した抵抗RE1、RE2をそれぞれ接続した差動回路1、2の各々の駆動用の電流源トランジスタQ10、Q11を備える。

【0009】差動回路1、2の各々のトランジスタQ1、Q3の各々のコレクタ同志を共通接続するとともに一端が電源VCCに接続された負荷用の抵抗RL1と出力端子T1と接続し、トランジスタQ2、Q4の各々のコレクタ同志を共通接続するとともに一端が電源VCCに接続された負荷用の抵抗RL2と出力端子T2と接続し、また、トランジスタQ1、Q4の各々のベース同志およびQ2、Q3の各々のベース同志をそれぞれ共通接続する。LO信号である高周波信号V1をトランジスタQ1、Q2の各々のベース間に、受信信号である高周波信号V2をトランジスタQ10、Q11の各々のエミッタ間にそれぞれ供給し、端子T1、T2間に出力電圧VOを出力する。

【0010】前述の従来の第1の周波数ミキサ回路と同様に、この第2の周波数ミキサ回路は出力電圧VOに高周波信号V1、V2の各々の周波数f1、f2の和、差の成分f1+f2、|f1-f2|が得られ、周波数ミキサ回路として動作する。

【0011】このように、この回路は2組の差動回路1、2を用い、高周波信号V1により動作する回路部分をダブルバランス構成とし、かつこの高周波信号V1をバランス入力で供給するため、前述した差動対トランジスタのスイッチングによるコレクタ電流の差は発生せず、出力端子T1、T2の平均出力電圧は動作時にも一定である。つまり、この回路は、出力端子T1、T2間においてオフセット電圧が生じないため、次段回路と直結可能である。

【0012】しかし、第2の周波数ミキサ回路は、高周波信号V1、高周波信号源V2をそれぞれバランス入力で供給しているため、この回路をバイポーラ集積回路上の実現する場合にはこれら2つの高周波信号V1、V2を入力するための外部端子を4個必要となる。また、通常のアンバランス信号をバランス信号に変換するための変成器等の部品を必要とする。

【0013】さらに、この回路はページャのように低電圧で動作させる場合には、トランジスタQ10、Q11のエミッタと接地間に挿入したエミッタ抵抗RE1、RE2のため、これらの抵抗RE1、RE2の両端に生じる電圧降下分だけ電圧の損失がある。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来の第1の周波数ミキサ回路は、LO信号対応の大振幅の高周波信号を差動対トランジスタの一方のベースのみにアンバランスで供給しているため、出力信号にこの信号供給側のトランジスタの飽和に起因するオフセット電圧が生ずる

4

ので、低電圧動作に有利なバランス出力のまま次段回路と結合するためには集積回路上で実現困難な大容量のコンデンサを用いる必要があるという欠点があった。また、このコンデンサを集積回路外部に設けると外部端子と外付け部品が増加し、小型化・部品点数の削減の阻害要因となるという欠点があった。

【0015】この問題を解決する従来の第2の周波数ミキサ回路は、集積回路内部にLO信号および受信信号対応の2つの高周波信号をそれぞれバランス入力で供給するための外部端子を4個必要とし、また、通常のアンバランス信号をバランス信号に変換するための変成器等の部品を必要とすることから、第1の周波数ミキサ回路と同様に外部端子と外付け部品が増加し、小型化・部品点数の削減の阻害要因となるという欠点があった。

【0016】さらに、ページャのように低電圧で動作させる場合には、高周波信号V2のバランス入力実現のため電流源用のトランジスタのエミッタと接地間に挿入したエミッタ抵抗RE1、RE2により、これらの抵抗RE1、RE2の両端に生じる電圧降下分だけ電圧の損失があるという欠点があった。

【0017】本発明の目的は、上記欠点を解決し、LO信号および受信信号対応の2つの高周波信号をそれぞれアンバランス入力で供給可能とするとともに出力電圧に発生するオフセット電圧を抑圧した周波数ミキサ回路を提供することにある。

【0018】

【課題を解決するための手段】本発明の周波数ミキサ回路は、それぞれエミッタ同志を接続した第1、第2のトランジスタおよび第3、第4のトランジスタから成る第1、第2の差動回路を備え、前記第1、第3のトランジスタの各々のコレクタ同志および前記第2、第4のトランジスタの各々のコレクタ同志をそれぞれ共通接続し、前記第1、第2のトランジスタの各々のコレクタにそれぞれの一端を第1の電源に接続した第1、第2の抵抗を有し、前記第1、第4のトランジスタの各々のベース同志および第2、第3のトランジスタの各々のベース同志をそれぞれ共通接続して第1のバイアス電圧を供給し、第1、第2の高周波信号の供給にตอบสนองして前記第1、第2のトランジスタの各々のコレクタ相互間にこれら第1、第2の高周波信号のミキシング信号をバランス信号として出力する周波数ミキサ回路において、各々のコレクタに前記第1、第3のトランジスタの各々のエミッタを接続し各々のベースに第2のバイアス電圧を供給し各々のエミッタに第2の電源を接続した第5、第6のトランジスタを備え、前記第1の高周波信号を前記第1のトランジスタのベースに前記第2の高周波信号を前記第5のトランジスタのベースにそれぞれアンバランス信号で供給することを特徴とするものである。

【0019】

【発明の実施の形態】次に、本発明の実施の形態を図3

5

と共通の構成要素には共通の参照文字／数字を付して同様に回路図で示す図1を参照すると、この図に示す本実施の形態の周波数ミキサ回路は、従来の第2の周波数ミキサ回路と共通の差動回路1、2に加えて、各々のコレクタに差動回路1、2のトランジスタQ1、Q2およびQ3、Q4のそれぞれの共通接続エミッタを接続し各々のベースにバイアス電圧VBB2を供給しエミッタを接地した差動回路1、2の各々の駆動用の電流源トランジスタQ5、Q6を備える。

【0020】LO信号である高周波信号V1をアンバランス信号でトランジスタQ1、Q4の各々のベースに供給する。また、受信信号である高周波信号V2を同様にアンバランス信号でトランジスタQ5のベースのみに供給する。これにより従来と同様に、端子T1、T2間に出力電圧VOを出力する。

【0021】次に、図1を参照して本実施の形態の動作について説明すると、高周波信号V1、V2の供給に 응답中の動作時には、2組の差動回路1、2のトランジスタQ1、Q2およびQ3、Q4のうち、トランジスタQ1、Q4のみに大振幅のLO信号である高周波信号V1を供給するため、これらトランジスタQ1、Q4のみ飽和状態またはそれに近い状態となる期間が生じる。前述のように、トランジスタの導通・飽和状態では、ベース・エミッタ間の蓄積電荷の作用により瞬時に遮断しない。また、上記蓄積電荷の作用でトランジスタQ1、Q4の導通時間がトランジスタQ2、Q3のそれより長くなり、これらトランジスタQ1、Q2間およびQ3、Q4間でコレクタ電流の平均値に差が生じる。しかし、本実施の形態の回路では、2組の差動回路1、2のトランジスタQ1、Q2およびQ3、Q4の接続をダブルバランス型の構成としているため、負荷抵抗RL1、RL2の各々を流れる電流の平均値は同一になり、出力端子T1、T2間にはオフセット電圧を生じない。

【0022】次に、受信信号対応の高周波信号V2の供給方法は、上述のように、トランジスタQ5のみにアンバランス信号として供給している。一般的にこの種のダブルバランス構成の回路ではアナログ掛算器として用いられ、この信号V2もバランス信号としないと、回路の平衡条件が崩れオフセット電圧の要因となる。しかし、ページ受信機ではこの受信信号対応の信号V2のレベルは回路のバイアス電圧に影響を与えない微小な信号である。したがって、このように、アンバランスで信号V2を供給しても直流バイアスの変動はなく、これにより出力端子T1とT2間にオフセット電圧は原理的には生じない。

6

【0023】さらに、本実施の形態の回路では2組の差動回路1、2の差動対トランジスタQ1、Q2およびQ3、Q4をそれぞれを駆動する電流源用トランジスタQ5、Q6のうち、トランジスタQ5のベースのみにアンバランスで高周波信号V2を供給することにより、信号V2のバランス入力実現のためこれらトランジスタQ5、Q6のエミッタと接地間に挿入するエミッタ抵抗が不要となるので、この抵抗で生ずる電圧降下もなくなりその分低電圧動作が可能となる。

【0024】最後に、本実施の形態の周波数ミキサ回路および従来の第1の周波数ミキサ回路の同一のトランジスタパラメータを用いた計算機シミュレーションによる比較結果を述べると、パラメータとして差動対トランジスタのコレクタ電流を150 $\mu$ A、電源電圧VCCを1.05V、負荷抵抗RL1~RL4を1k $\Omega$ 、高周波信号V1を100dB $\mu$ V、150MHzに、高周波信号V2を80dB $\mu$ V、149MHzにそれぞれ設定し、素子間ばらつきを無視してシミュレーションを行った。その結果、従来の第1のミキサ回路の出力端子T1、T2間のオフセット電圧は14.3mVであるのに対し、本実施の形態の回路のオフセット電圧は0.8mVであり、約1/18に低減された。

【0025】

【発明の効果】以上説明したように、本発明の周波数ミキサ回路は、各々のエミッタに第2の電源を接続した電流源用の第5、第6のトランジスタを備え、LO信号と受信信号の各々に対応する2組の高周波信号をそれぞれアンバランスで供給可能とするとともに、オフセット電圧の発生を抑圧できるので、小型化および低コスト化の阻害要因である外部端子や大容量のコンデンサや変成器等の外付け部品を除去できるという効果がある。

【0026】また、電流源回路のエミッタ抵抗による電圧降下を除去できるので、より一層の低電圧動作を可能とするという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の周波数ミキサ回路の一実施の形態を示す回路図である。

【図2】従来の第1の周波数ミキサ回路を示す回路図である。

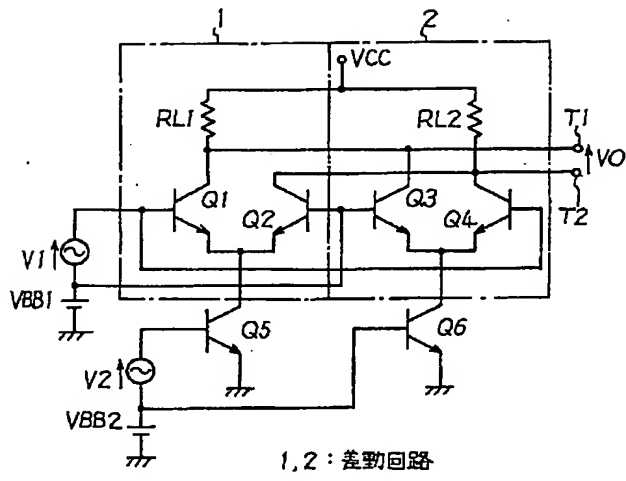
【図3】従来の第2の周波数ミキサ回路を示す回路図である。

【符号の説明】

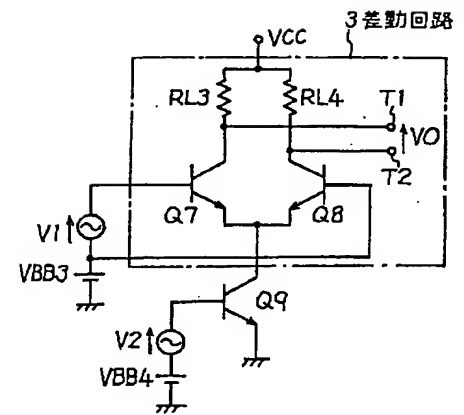
1~3 差動回路

Q1~Q11 トランジスタ

【図1】



【図2】



【図3】

